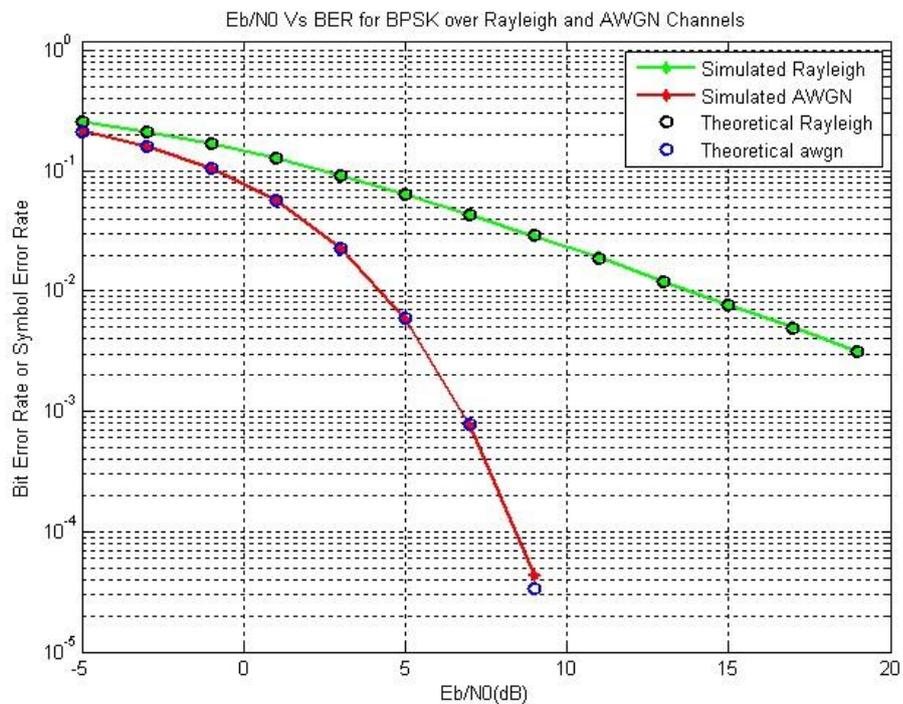


บทที่ 3

การดำเนินงานและแนวทางการพัฒนาระบบ

3.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องและแบบจำลองระบบ

ระบบการสื่อสารแบบไร้สายเมื่อมีการส่งข้อมูลผลกระทบที่เกิดขึ้นจากสภาพแวดล้อมต่างๆ จึงเป็นสิ่งที่หลีกเลี่ยงไม่ได้และทำให้ข้อมูลที่ไปส่งไปถึงเครื่องรับมีค่าผิดพลาดไปจากรูปแบบเดิมดังนั้นในงานวิจัยที่นำเสนอนี้เป็นการจัดระดับของการจัดกลุ่มสัญลักษณ์ โดยการปรับกลุ่มแอมพลิจูดและเฟสไปเรื่อยๆ เป็นหลักการที่ไม่ซับซ้อน เป็นการเปรียบเทียบบิตที่ส่งออกไปในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่และทำการส่งกลับดัชนีที่ใช้การจัดกลุ่มสัญลักษณ์แบบปรับขนาดเซในอัตราที่ต่ำมาก เพื่อให้การสื่อสารมีประสิทธิภาพเพิ่มมากขึ้น



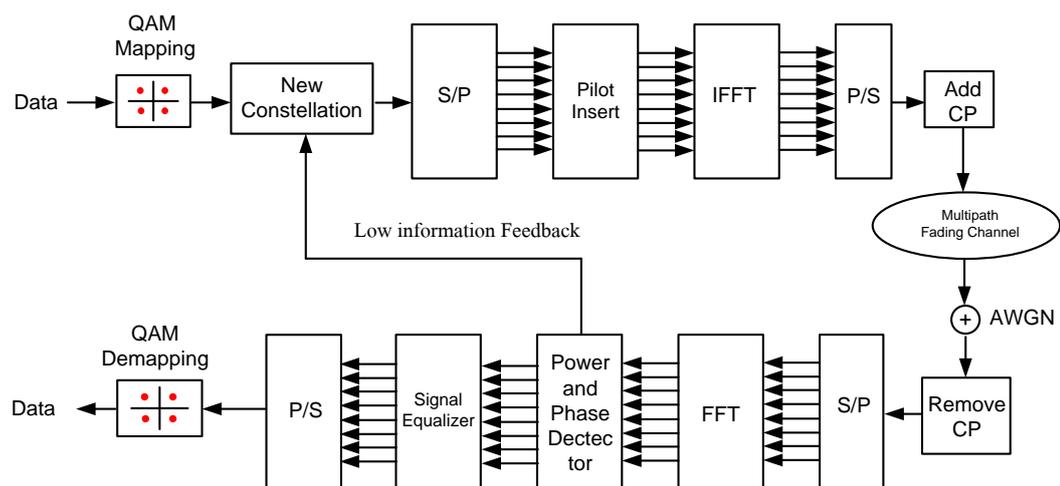
รูปที่ 3.1 ความน่าจะเป็นที่เกิดความผิดพลาดของระบบการส่งที่มีการจางหายแบบเรย์ลี¹

¹ <http://www.gaussianwaves.com/2011/05/ebn0-vs-ber-for-bpsk-over-rayleigh-channel-and-awgn-channel-2/>

สิ่งที่เกิดในรูปที่ 3.1 ระบบการสื่อสารแบบไร้สายนั้นคือ ช่องการสื่อสารที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาอันเนื่องมาจากองค์ประกอบต่างๆ เช่น สิ่งแวดล้อม ความเร็วในการเคลื่อนที่ของเครื่องรับ-ส่ง รวมถึงอุณหภูมิ มีผลทำให้อุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณได้รับข้อมูลที่ผิดพลาด ในปัจจุบันได้มีการพัฒนาอุปกรณ์ตรวจจับชนิดต่างๆ เพื่อแก้ไขในจุดนี้อย่างกว้างขวาง ซึ่งในงานวิจัยชิ้นนี้ได้เป็นอีกแนวทางหนึ่งที่ผสมผสานการทำงานระหว่างระบบการปรับแต่งแบบปรับขนาดสัญญาณล่วงหน้ากับระบบ OFDM ที่นิยมใช้กันในปัจจุบัน ขั้นตอนในการวิจัยนั้นมีดังนี้

3.2 การทำงานและการวิเคราะห์ผลกระทบ

ในการออกแบบระบบการสื่อสารแบบไร้สายในระบบ OFDM จำเป็นต้องเข้าใจในหลักการการทำงานของระบบเสียก่อนเพื่อวิเคราะห์ปัญหาที่เกิดขึ้น จากนั้นจึงสามารถพัฒนาอุปกรณ์อื่นๆที่ใช้งานร่วมกันได้ ในการจำลองระบบนี้จะแบ่งการทำงานออกเป็น 2 ส่วนนั้น คือ ส่วนของการรับ-ส่งระบบ OFDM ที่มีและไม่มี การป้อนข้อมูลย้อนกลับ เพื่อปรับขนาดสัญญาณให้เห็นข้อแตกต่างของบิดผิดพลาดในแต่ละระบบ เพื่อให้สามารถนำไปวิเคราะห์ได้ง่าย และส่วนของการประมวลผลจะใช้โปรแกรม MATLAB ในการสร้างระบบจำลองขึ้นมาโดยอ้างอิงจากงานวิจัยในภาพรวมมีรูปแบบการทำงานในระบบที่จะนำเสนอดังรูปที่ 3-2



รูปที่ 3.2 แบบจำลองระบบช่องการสื่อสาร

ขั้นตอนการทำงานของแบบจำลองมีดังนี้

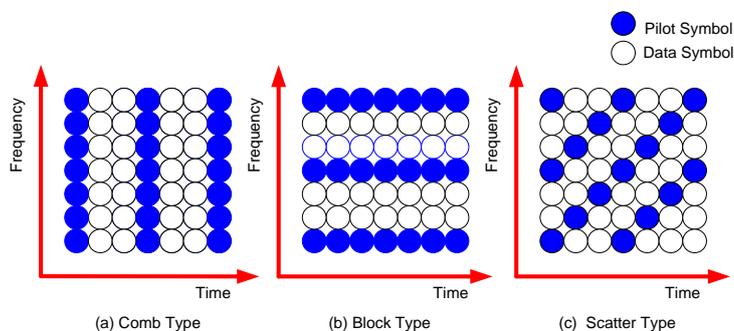
1. ในตำแหน่งภาคส่งจะสร้างบิตข้อมูลที่มีรูปแบบเป็นเลขฐานสอง
2. จากนั้นทำการมอดูเลตให้ข้อมูลอยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อนที่มีความสัมพันธ์ไอและคว (IQ: Inphase Quadrature)

3. ปรับชดเชยสัญลักษณ์ในภาค Constellation โดยรับสัญญาณ Low Information Feedback จาก Power and Phase Detector ในภาครับ ซึ่งการป้อนกลับของข้อมูลขนาดค้ำมากนี้ ช่วยบอกถึงลักษณะช่องสัญญาณก่อนที่จะส่งข้อมูลข่าวสารผ่านช่องทางการสื่อสารเดิมสัญญาณที่ได้จะผ่านลักษณะช่องสัญญาณที่เป็นพหุวิถี พร้อมทั้งสัญญาณรบกวนรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก เมื่อเข้าถึงภาครับระบบ OFDM สัญญาณจะผ่านไปยังอุปกรณ์แยกสัญญาณข้อมูลและสัญญาณนำร่องออกจากกัน สัญญาณนำร่องจะถูกใช้เป็นข้อมูลป้อนกลับซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

3.3 รูปแบบการจัดวางสัญญาณนำร่อง²

การใช้เทคนิคการนำร่องในการช่วยหาคุนลักษณะของช่องสัญญาณเนื่องจากความไม่ซับซ้อนและมีประสิทธิภาพในการนำมาใช้งานเมื่อเทียบกับแบบบอด (Blind estimation)

ดังนั้นจึงเป็นประโยชน์อย่างมากในการทราบถึงการจัดวางสัญญาณอ้างอิงในแบบต่างๆ ซึ่งความหมายของสัญญาณนำร่อง (Pilot system) คือ สัญญาณที่ทางภาคส่งและภาครับทราบค่าและเข้าใจตรงกันหรือพิจารณาอีกมุมหนึ่งคือสัญลักษณ์ที่ถูกส่งด้วยกำลังสัญญาณที่มากกว่ากำลังสัญญาณข้อมูลที่ต้องการส่ง เพื่อใช้เป็นสัญลักษณ์ในการอ้างอิง รูปแบบการจัดวางของสัญลักษณ์นำร่องแบ่งได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.3 การจัดวางสัญญาณนำร่องแบบต่างๆ

² สมชาย จิตะพันธ์กุลและพศกษา ตันทรงเจริญ. การแก้ไขความถี่ออฟเซตสำหรับมัลติแคเรียร์ซีดีเอ็มเอบนช่องสัญญาณที่มีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่. กรุงเทพฯ. จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

3.3.1 การจัดวางสัญญาณนำร่องทางเวลา (Comb type pilot)

จะมีการแทรกสัญญาณนำร่องทุกช่วงเวลาหนึ่งของการส่งข้อมูล โดยแทรกสัญญาณนำร่องในทุกคลื่นพาห่อย่อยดังรูปที่ 3.2 (a) โดยระยะห่างหรือช่วงเวลาดำรับการแทรกสัญญาณนี้ขึ้นอยู่กับปัจจัยหลายด้าน อาทิเช่น ความไวของการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะของช่องสัญญาณทางเวลา ถ้าช่องการสัญญาณความถี่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วช่วงเวลาในการส่งสัญญาณนำร่องนั้นต้องถี่ขึ้น เพื่อคงประสิทธิภาพสำหรับการประมาณผลต่างๆ อันเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงได้ ซึ่งรูปแบบการจัดวางสัญญาณนำร่องแบบนี้เป็นที่นิยมมากเพราะประมาณคุณลักษณะของช่องสัญญาณได้ดี

3.3.2 การจัดวางสัญญาณนำร่องทางความถี่ (Block type pilot)

เป็นการแทรกสัญญาณนำร่อง ณ ความถี่ต่างๆ ในทุกช่วงความถี่ย่อยทั้งหมดตลอดช่วงเวลาหนึ่ง พิจารณาจากรูปที่ 3.2 (b) ซึ่งเป็นรูปแบบที่มองในโดเมนที่กลับกันกับการจัดวางสัญญาณนำร่องทางเวลา โดยการกำหนดระยะห่างของสัญญาณนำร่องพิจารณาเช่นเดียวกับแบบแรกที่ได้กล่าวไว้ แต่จะได้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าเมื่อช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาอย่างรวดเร็ว เนื่องจากมีการส่งสัญญาณนำร่องตลอดช่วงเวลาหนึ่งซึ่งเพียงพอสำหรับการประมาณค่าแต่ข้อเสียคือถ้าพิจารณาจากลักษณะการเกิดเฟส ดิงแบบเลือกความถี่ (Frequency selective fading) โดยประสิทธิภาพจะด้อยกว่าแบบการจัดวางสัญญาณนำร่องทางเวลา

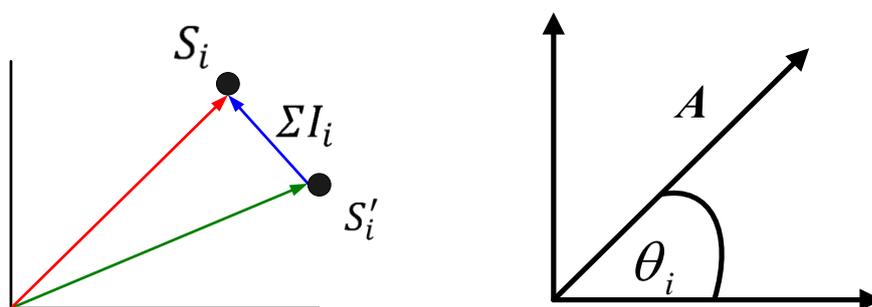
3.3.3 การจัดวางสัญญาณนำร่องแบบกระจาย (Scatter type pilot)

เป็นการผสมข้อดีของการจัดวางสัญญาณนำร่องทั้งสองชนิดที่ได้กล่าวมาข้างต้นทั้งในแกนความถี่และแกนเวลาเพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์ในการส่งข้อมูลเมื่อพิจารณาลักษณะการจัดวางดังรูปที่ 3.2 (c) โดยมีหลักการคือ ลดปริมาณสัญญาณนำร่องในระบบเพื่อส่งข้อมูลและยังคงประสิทธิภาพที่ดีกว่าหรือเทียบเท่ากับสองรูปแบบที่ได้กล่าวข้างต้น โดยกำหนดให้มีการส่งสัญญาณนำร่อง ณ ช่วงเวลาหนึ่งๆ สำหรับแต่ละความถี่โดยมีรูปแบบที่แน่นอน

3.4 การจัดกลุ่มแบบปรับชดเชย

เป็นแบบจำลองของการสื่อสารแบบไร้สายที่มีการจัดกลุ่มสัญลักษณ์เป็นแบบการปรับระดับ (Compensate Constellation) สำหรับการทำงานในส่วนของ Forward Link มีการนำข้อมูลดิจิทัล จากชุดของข้อมูลที่มาจากภาคมอดูเลต เพื่อใช้ในการคำนวณเลขเชิงซ้อนที่มีความสัมพันธ์กับชุดข้อมูลดังกล่าว $S_i = Ae^{j\theta}$ เมื่อ A เป็นขนาดของสัญญาณข้อมูลซึ่งมีค่าคงที่ในกรณีที่มีการมอดูเลตแบบเฟส และ θ เป็นเฟสของสัญญาณข้อมูล ณ เวลาต่างๆ I_i เป็นการหารูปแบบของสัญญาณที่มีการถูกส่งออกไปผ่านระบบสื่อสาร เนื่องจากคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่ถูกนำมาพิจารณาเป็นช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบมัลติพาท ดังนั้นการทับซ้อนระหว่างสัญลักษณ์ I_i ที่ถูกนำมาใช้งานที่ภาคจัดกลุ่มการปรับชดเชยกลุ่มสัญลักษณ์ สามารถนำมาจากการทำงานในส่วนของ Reverse Link มาใช้งานได้เนื่องจากค่าที่มีใกล้เคียงกับผลกระทบใน Forward Link

การปรับชดเชยกลุ่มสัญลักษณ์ จะเป็นการส่งสัญญาณนำร่องเพื่อตรวจสอบคุณลักษณะของช่องสัญญาณเป็นระยะ งานวิจัยนี้จึงได้ศึกษาโครงสร้างรวมถึงรูปแบบการรับและปรับชดเชยข้อมูลที่มีข้อผิดพลาด ทั้งขนาดและเฟสของข้อมูลเมื่อผ่านช่องสัญญาณ เมื่อภาครับทราบถึงการเปลี่ยนแปลงสภาพช่องสัญญาณแล้ว จึงทำการส่งข้อมูลไปช่องสัญญาณที่มีการปรับแก้คืนไปยังภาคส่งเพื่อจัดกลุ่มสัญลักษณ์ใหม่แบบปรับชดเชยทั้งขนาดและเฟสข้อมูลที่มีผลกระทบการจางหายแบบมัลติพาท ดังรูป



รูปที่ 3.4 การปรับชดเชยสัญลักษณ์

ภายใต้การทำงานในระบบมอดคูเลต พบว่าสัญลักษณ์ของสัญญาณที่ถูกส่งออกมาแต่ละเวลาอยู่ในช่วงของ

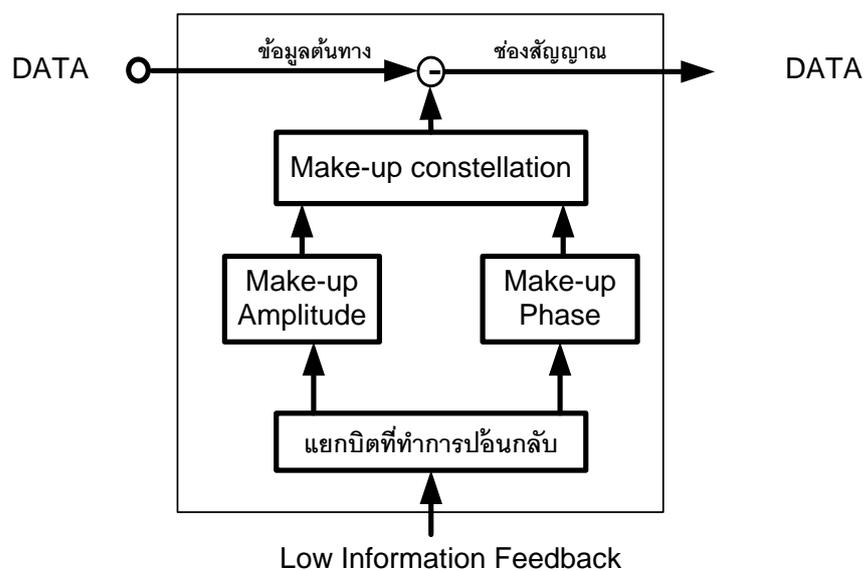
t ที่มีค่าเท่ากับ

$$S_i = Ae^{j\theta} \quad (3.1)$$

โดยค่าสัมประสิทธิ์ของ A เป็นค่าที่แสดงถึงขนาดของสัญญาณและ θ แสดงถึงเฟสที่ถูกส่งออกมาในช่วงเวลา t_k วิธีการจัดกลุ่มสัญลักษณ์แบบปรับชดเชยนั้นจะจัดกลุ่มสัญลักษณ์ล่วงหน้าเพื่อที่ว่าสัญลักษณ์เมื่อถึงปลายทางแล้วไม่มีการแทรกสอดของสัญลักษณ์หรือส่งผลกับสัญลักษณ์ให้เกิดผลน้อยที่สุด ซึ่งคำนวณได้จากสมการ

$$S'_i = S_i - \Sigma I_i \quad (3.2)$$

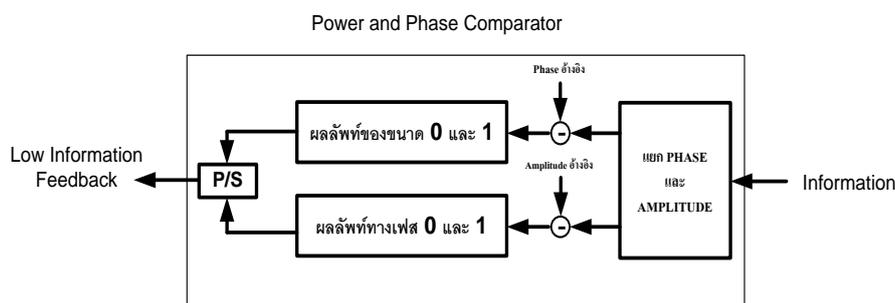
โดยสัญญาณ S'_i คือ ผลที่ได้จากการคำนวณเป็นข้อมูลที่ถูกส่งออกมาจากภาคการจัดกลุ่มแบบปรับชดเชยหลังจากได้ Low Information Feedback เป็นข้อมูลในการปรับแก้กลุ่มสัญลักษณ์ ส่วน I_i เป็นตัวแปรที่ถูกนำมาหักล้างจากสัญลักษณ์ที่ได้จากภาคมอดคูเลตใช้ชดเชยการแทรกสอดระหว่างกลุ่มสัญลักษณ์ที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณที่ถูกส่งออกไปก่อนหน้านี้



รูปที่ 3.5 ภาค Transmitter

ข้อมูลที่ได้ปรับแก้แล้วจะถูกส่งเข้าไปยังแบบจำลองระบบ ผู้วิจัยได้อาแบบจำลองที่อ้างอิงมาจากและได้เพิ่มช่องสัญญาณแบบพหุวิถีอีก 5 เส้นทาง

ในภาครับเมื่อผ่านแบบจำลองระบบ จากรูปที่ 3.2 ข้อมูลจะถูกแยกเฟสและแอมพลิจูดเพื่อเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ดังรูปที่ 3.6 จากนั้นข้อมูลที่ได้จะส่งย้อนกลับครึ่งละสองบิตเพื่อเป็นข้อมูลที่ใช้ในการปรับแก้สัญญาณต่อไป



รูปที่ 3.6 การสร้างข้อมูลย้อนกลับในภาค Receiver

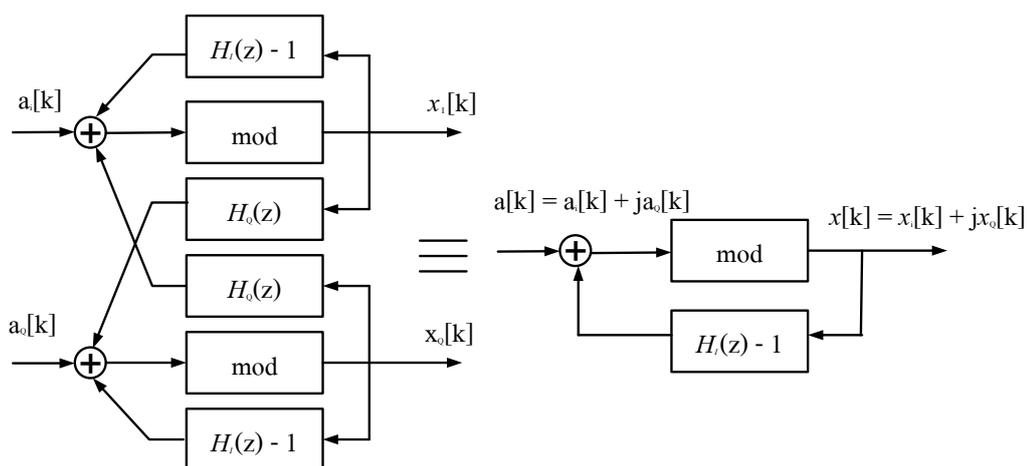
ในส่วนการทำงานของ Demodulator เป็นการแปลงข้อมูลจากจำนวนเลขเชิงซ้อนให้กลับมาเป็นเลขฐานสองเพื่อให้เป็นข้อมูลอยู่ในระบบ Digital และจะได้นำไปใช้ต่อไป

3.5 การจัดเรียงสัญลักษณ์และการเข้ารหัส THP³

การเข้ารหัสแบบ THP แบบ 1 มิติ งานวิจัยนี้ได้กล่าวไว้เมื่อข้างต้นแล้วแต่การทดสอบนี้ ได้ทำการปรับในอยู่ในลักษณะ 2 มิติ เพื่อใช้ทดลองให้เข้ากับระบบ QAM โดยจะเทียบเคียงในวงจรมอดูเลเตอร์ ซึ่งค่าของเบสแบนด์ในส่วนของสัญญาณย้อนกลับ (Feedback filter) นั้น จะใช้ค่าย้อนกลับที่ประกอบด้วย 4 ส่วน ได้แก่ค่าจริงที่ประสานกันและค่าที่ได้จากการ Modulo โดยแบ่งที่ได้นั้นออกเป็น ส่วน In phase และ Quadrature โดยค่าที่ได้นั้นอยู่ในรูปของเวกเตอร์

³ Robert Fischer. (2007). "Precoding Scheme". Precoding and Signal shaping for Digital Transmission, John Wiley & Son Inc .ISBN 0-471-224110-3

จากการเข้ารหัส THP แบบ 2 มิติ ที่ใช้สำหรับ Constellaion แบบ QAM ที่แสดงในรูปที่ 3.7 โดยมีสัญญาณตอบสนองอิมพัลส์คือ $\langle x[k] \rangle$, $h(0)=1$ ค่า corresponding ของทรานเฟอร์ฟังก์ชันจะเป็นค่าของ Complex channel จะมีค่าเทียบเท่า Equivalent complex baseband



รูปที่ 3.7 ลักษณะ Two Dimensional Tomlinson – Harasima Precoding สำหรับระบบ QAM

3.6 พารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องกับการทดลอง

เพื่อให้ผลการทดลองใกล้เคียงกับระบบการสื่อสารแบบไร้สายที่ใช้งานในปัจจุบันมากที่สุด จึงนำพารามิเตอร์ต่างๆเข้ามาเกี่ยวข้องมาประกอบในแบบจำลองระบบที่ออกแบบขึ้นมาดังนี้

1. พารามิเตอร์ของช่องสัญญาณแบบพหุวิธี และสัญญาณรบกวน AWGN ในแบบจำลองระบบนี้เป็นส่วนประกอบที่สำคัญสำหรับการสื่อสารแบบไร้สาย ซึ่งแต่ละช่องสัญญาณจะมีลักษณะที่แตกต่างกันออก ส่งผลทำให้ข้อมูลผิดพลาด ซึ่งงานวิจัยนี้จำลองเส้นทางขึ้น 5 เส้นทาง

2. พารามิเตอร์ที่ใช้ในการปรับขนาดและเฟสของข้อมูลที่ต้องการส่งโดยอัตราการปรับขนาดเขยดัง ตารางที่ 3 โดยมี Feedback information ย้อนกลับส่งกลับมาครั้งละ 2 บิต ซึ่งข้อมูลที่ย้อนกลับมานี้จะบอกถึงลักษณะของข้อมูลมีขนาดและเฟสที่เปลี่ยนแปลงไปจากเดิมในภาครับ

ตารางที่ 3.1 อัตราการปรับชดเชย

Feedback information	การปรับชดเชยสัญลักษณ์
00	ลดแอมพลิจูด 0.5 dB ลดเฟส 5°
01	ลดแอมพลิจูด 0.5 dB เพิ่มเฟส 5°
10	เพิ่มแอมพลิจูด 0.5 dB ลดเฟส 5°
11	เพิ่มแอมพลิจูด 0.5 dB เพิ่มเฟส 5°

3. พารามิเตอร์อื่นๆที่เกี่ยวข้องกับระบบการสื่อสารไร้สายที่ใช้ในการออกแบบ ที่นำเสนอนี้ได้กำหนดกลุ่มของข้อมูลที่จะใช้ในการส่งไปยังเครื่องรับโดยแบ่งข้อมูลออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนของบิตนำร่องที่แทรกทุกกระยะและส่วนของบิตข้อมูลและอีกส่วนหนึ่งคือบิตของข้อมูลนั่นเอง

ตารางที่ 3.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในอื่นๆที่เกี่ยวข้องในการกำหนดระบบ

Training Overhead	5 %
Feedback Rate	1000 Hz
Equalizer Type	Zero forcing
Channel type	Rayleigh Fading channel

4. พารามิเตอร์ในระบบ OFDM ผู้วิจัยได้นำมาใช้เป็นไปตามมาตรฐาน IEEE802.11a มาเป็นข้อกำหนดในการทดสอบแบบจำลองระบบ

ตารางที่ 3.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการกำหนดระบบ OFDM

o.	Parameter	Value
1.	Data	64 Kbit
	Carrier Modulation	QAM (4PSK)
	data sub carriers	52
	Number of IFFT Size	64
	Cyclic prefix length	16
	Pilot Type	Block
	Pilot Type	1/16

3.7 การแก้ปัญหาการผ่านจุดตัดศูนย์⁴

หนึ่งในปัญหาที่พบในระบบการสื่อสารไร้สายคือปัญหาการผ่านจุดตัดศูนย์ (Zero crossing) เมื่อพิจารณาถึง Zero crossing จะทราบว่าเป็นพื้นฐานของคณิตศาสตร์ทางอิเล็กทรอนิกส์ นั่นคือ ฟังก์ชันของการเปลี่ยนแปลง เช่น เปลี่ยนจากบวกไปลบ แทนการที่จะแสดงถึงการข้ามแกน ณ จุดที่เป็นศูนย์ในฟังก์ชันของกราฟ

ในระบบการสื่อสารไร้สายเมื่อเกิดการส่งสัญญาณของกลุ่มสัญลักษณ์ที่ผ่านจุดตัดศูนย์จะทำให้พลังงานในการส่งในขณะนั้นมีค่าเป็นศูนย์ จึงเป็นการยากที่เครื่องรับสามารถที่จะรับและแปลงสัญญาณได้อย่างถูกต้องจากที่ได้กล่าวข้างต้น ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ประยุกต์ใช้งานการจัดรูปร่างพัลส์ (Pulse Shaping) และวิธีการกรองไรส์โคซายน์ โดยติดตั้งในภาคการปรับแต่งสัญญาณเพื่อชะลอการ Constellation ลดการผ่านจุดผ่านศูนย์ จึงทำให้เครื่องรับสามารถรับข้อมูลได้อย่างถูกต้อง และช่วยลดอัตราข้อมูลผิดพลาดในระบบที่นำเสนอซึ่งจะอธิบายดังต่อไปนี้

⁴ สมศักดิ์ ช่วยชุ่ม. “การสื่อสารดิจิทัล”. ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

3.7.1 การจัดรูปร่างพัลส์ (Pulse Shaping)

การแก้ปัญหาของการรบกวนกันระหว่างข้อมูล สามารถที่จะทำได้โดยการจัดรูปร่างพัลส์เสียก่อนที่จะส่ง จะเริ่มจากสัญญาณสี่เหลี่ยม ซึ่งมีความกว้าง $T_s = T_b = 1$ และมีความสูงเท่ากับ A ดังแสดงใน รูปที่ 3.7 ก) ซึ่งหากเขียนเป็นสมการได้คือ

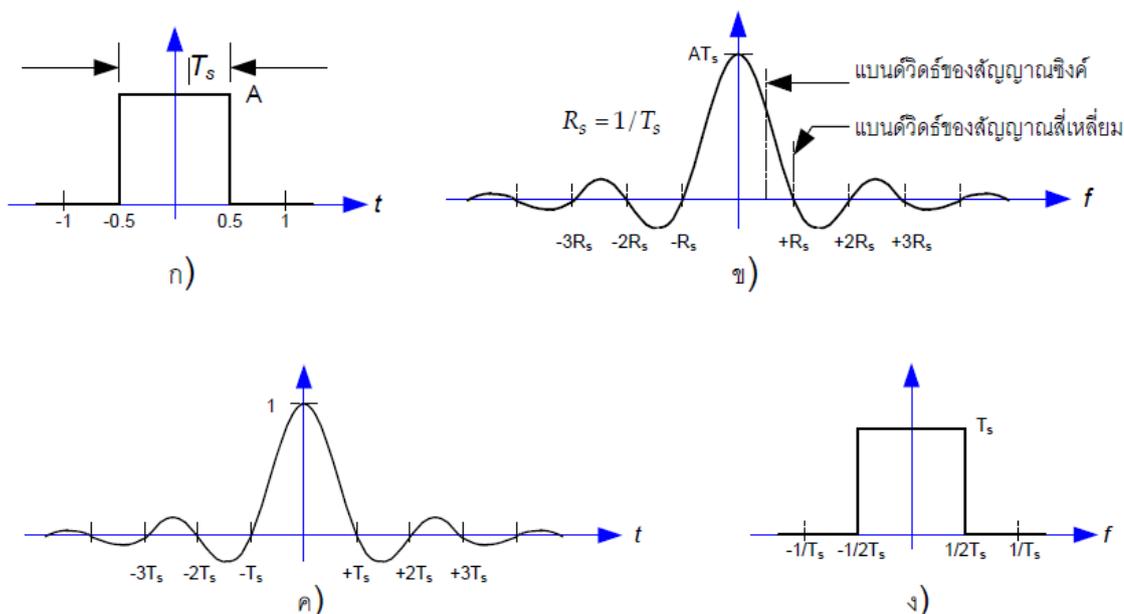
$$g(t) = \Pi\left(\frac{At}{T_s}\right) \quad (3.3)$$

ในโดเมนความถี่สัญญาณนี้ก็คือ

$$G(f) = AT_s \operatorname{sinc}(fT_s) \quad (3.4)$$

หรือซิงค์ ฟังก์ชันที่มีความสูง AT_s และตัดศูนย์ที่ $f = \pm \frac{n}{T_s} = \pm nR_s$ ดังแสดงในรูปที่

3.7 ข) ในกรณีนี้ความกว้างของบิตในการส่งคือ 1 วินาที หรือ $T_s = 1 \text{ sec}$ ดังนั้นความเร็วในการส่งก็คือ 1 บิตต่อวินาที หรือ $R_s = \frac{1}{T_s} = 1 \text{ bit/sec}$



รูปที่ 3.8 สัญญาณสี่เหลี่ยมและซิงค์

การที่เราส่งข้อมูลในลักษณะของพัลส์นั้นจึงมีข้อจำกัดคือ

1) ในโดเมนเวลาสัญญาณพัลส์ที่สมบูรณ์นั้นทำได้ยาก เนื่องจากจะมีเวลาขาขึ้นและขาลง

2) ในโดเมนความถี่สัญญาณพัลส์จะมีสเปกตรัมที่แผ่กว้างออกไป (จนถึงอนันต์ ดูรูปที่ 3.7 ข) ซึ่งจะขัดกับ FCC ที่ควบคุมแถบความถี่เพื่อป้องกันการรบกวนกันระหว่างอุปกรณ์

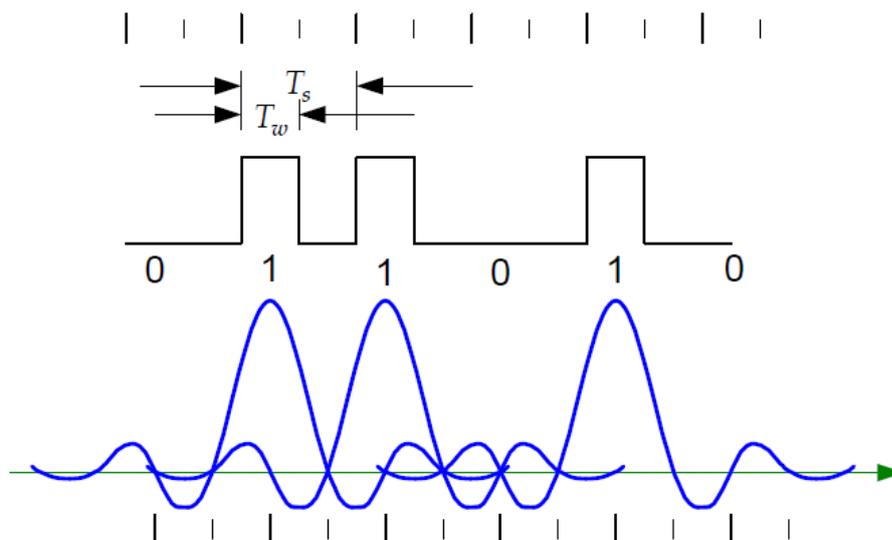
3) จะเกิดการสอดแทรกภายใน (ISI) ได้ง่าย

สัญญาณสี่เหลี่ยมในโดเมนเวลาก็คือสัญญาณซิงค์ในโดเมนความถี่ ดังนั้นหากเราส่งข้อมูล (ในโดเมนเวลา) ซึ่งแทนด้วย สัญญาณพังก์ชันซิงค์ หรือในโดเมนความถี่ก็คือสัญญาณสี่เหลี่ยม จะทำให้ไม่มีการสอดแทรกภายในทั้งแบนด์วิดท์ที่ยังลดลงมาอีกครึ่งหนึ่ง (เพราะว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณซิงค์จะประมาณครึ่งหนึ่งของแบนด์วิดท์ของสัญญาณสี่เหลี่ยม) เหล่านี้ดูเหมือนจะเป็นเรื่องที่ดีแต่ความจริงแล้ว จะมีข้อจำกัดคือ

1) การที่จะทำให้ได้สัญญาณสี่เหลี่ยมที่สมบูรณ์นั้น ส่วนหางของสัญญาณต้องมีมากพอในความเป็นจริง ก็คือมีได้จำกัดดังนั้นการตัดให้สั้นลงก็จะทำให้ไม่ได้สัญญาณสี่เหลี่ยมที่สมบูรณ์ทำให้เกิดสอดแทรกภายในได้

2) อย่งไรก็ตามหางของสัญญาณซิงค์ซึ่งปรากฏอยู่ในบริเวณของสัญญาณถัดกัน หากมีความคลาดเคลื่อนแล้วจะส่งผลให้เกิดสอดแทรกภายในได้

จากรูปที่ 3.7 จะเห็นได้ว่า หากเราให้สัญญาณข้อมูลไม่เกินครึ่งหนึ่งของระยะห่างการส่ง จะไม่มีการรบกวนกันเกิดขึ้นซึ่งแสดงให้เห็นในรูปที่ 3.8 เป็นส่วนหนึ่งของการส่งสัญญาณ “011010” อย่งไรก็ตามจากข้อจำกัดที่กล่าวมาแล้ว เราสามารถที่จะสร้างสัญญาณที่คล้ายสัญญาณซิงค์ และมีคุณสมบัติที่ต้องการมากขึ้น สัญญาณที่ว่านี้คือ สัญญาณไรส์โคไซน์ (Raised Cosine Pulse)



รูปที่ 3.9 สัญญาณซิงค์และข้อมูล “011010”

3.7.2 การแก้ปัญหาโดยใช้การกรองไรส์โคซายน์ (Raised-Cosine Filter)

สัญญาณไรส์โคซายน์ ในโดเมนเวลาสามารถเขียนได้โดย

$$h(t) = \text{sinc} \left(\frac{t}{T_s} \right) T_s \left[\frac{\cos \pi \alpha t / T_s}{1 - (2\alpha t / T_s)^2} \right] \quad (3.5)$$

สัญญาณไรส์โคซายน์เป็นการปรับปรุงสัญญาณซิงค์ โดยเทอมหลังจะเป็นเทอมของโคซายน์ที่ปรับปรุงให้สัญญาณนี้มี คุณสมบัติที่ดีกว่าสัญญาณซิงค์ ค่า α นี้เรียกว่าแฟคเตอร์ลาดเอียง (Roll-off factor)

สัญญาณซิงค์จะมีแบนด์วิดธ์ W ซึ่ง

$$W = \frac{1}{2T_s} \quad (3.6)$$

ในขณะที่สัญญาณไรส์โคซายน์สามารถที่จะมีแบนด์วิดธ์ในช่วง $W \rightarrow 2W$ และหาก W_0 เป็นแบนด์วิดธ์ที่ต้องการแล้วจะได้ว่า

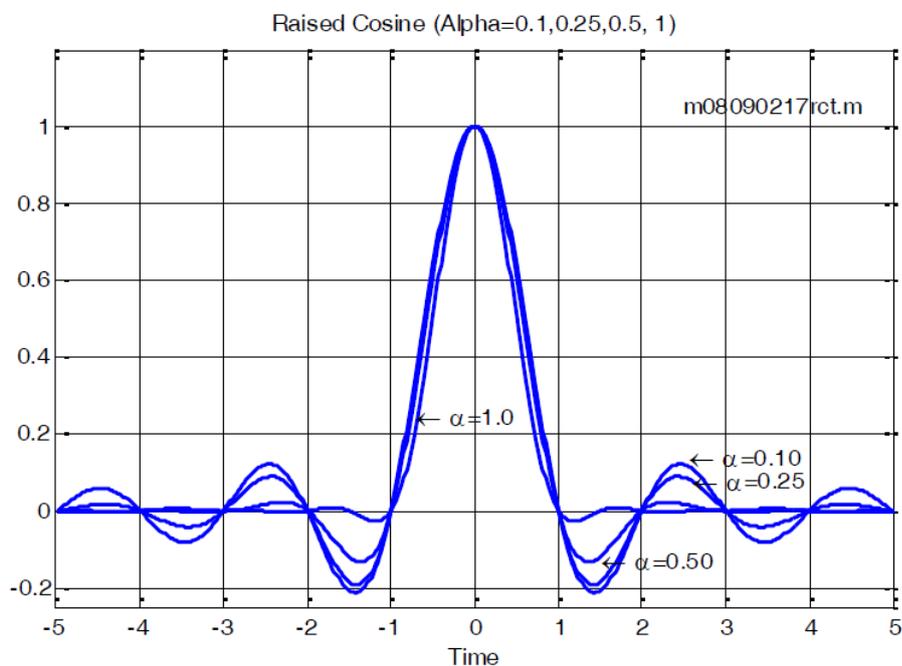
$$W_0 = (1 + \alpha)W \quad (3.7)$$

ปกติแล้วเราต้องการแบนด์วิดท์ต่าง ๆ จึงให้ α มีค่าต่ำเช่น การสื่อสารไร้สายจะเลือก α ประมาณ 0.2 ถึง 0.4 ในโดเมนความถี่สัญญาณไรส์โคซายน์จะเขียนได้เป็น

$$H(f) = \begin{cases} T_s & ; 0 \leq |f| \leq \frac{(1+\alpha)}{2T_s} \\ T_s \cos^2 \left[\frac{\pi T_s}{2\alpha} \left(|f| - \frac{(1-\alpha)}{2T_s} \right) \right] & ; \frac{(1-\alpha)}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{(1+\alpha)}{2T_s} \\ 0 & ; |f| > \frac{(1+\alpha)}{2T_s} \end{cases} \quad (3.8)$$

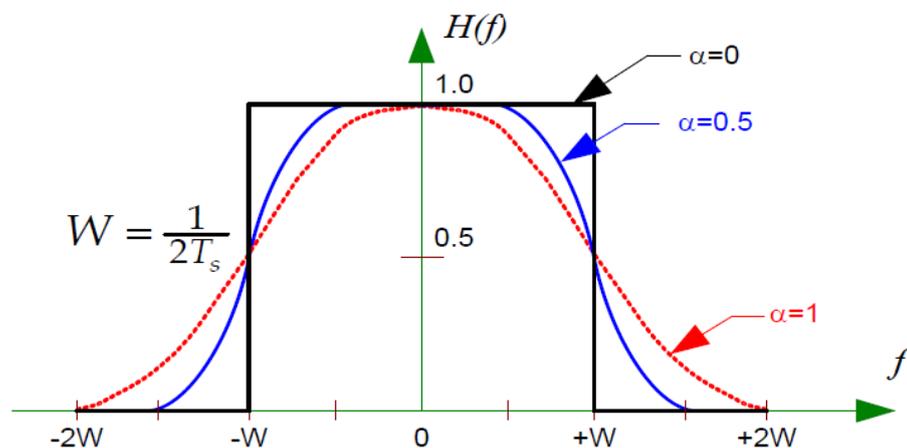
และเมื่อ $\alpha = 1$ ก็จะเรียกว่าโคซายน์ลาดเอียงอย่างสมบูรณ์ (full-cosine roll-off) และกรณีนี้การตอบสนองความถี่จะเขียนได้เป็น Elsewhere

$$H(f) = \begin{cases} \frac{T_s}{2} (1 + \cos(\pi f T_s)) & |f| < \frac{1}{T_s} \\ 0 & |f| > \frac{1}{T_s} \end{cases} \quad (3.9)$$



รูปที่ 3.10 สัญญาณไรส์โคซายน์ ในโดเมนเวลา $h(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T_s}\right)$

$$T_s \left[\frac{\cos \pi \alpha t / T_s}{1 - (2\alpha t / T_s)^2} \right] \text{ ที่มีค่า } \alpha \text{ ต่างกัน}$$



รูปที่ 3.11 ไรส์โคซายน์ในโดเมนความถี่ที่ค่าแฟคเตอร์ลาดเอียง α ต่าง ๆ กัน ($T_s = 1$)

3.7.3 การกรองโดยใช้รากที่สองของไรส์โคซายน์ (Root Raised-Cosine Filter)

การเอาไรส์โคซายน์ไปใช้ในทางปฏิบัติจะแยกเป็น 2 ส่วน (จะให้ผลดีกว่าใช้ไรส์โคซายน์ด้านเดียว) โดยอนุกรมกันแต่จะมีช่องทางสื่อสารคั่นกลาง ในแต่ละส่วนจะเรียกว่า รากที่สองของไรส์โคซายน์ ซึ่งบางทีก็เรียกว่าการกรองเบสแบนด์ (Baseband filter) โดยการตอบสนองความถี่ คือ

$$H(f) = \begin{cases} T_s & ; 0 \leq |f| \leq \frac{(1+\alpha)}{2T_s} \\ \cos \left[\frac{\pi T_s}{2\alpha} \left| |f| - \frac{(1-\alpha)}{2T_s} \right| \right] & ; \frac{(1-\alpha)}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{(1+\alpha)}{2T_s} \\ 0 & ; |f| > \frac{(1+\alpha)}{2T_s} \end{cases} \quad (3.10)$$



รูปที่ 3.12 การใช้การไวรัสโคซายน์โดยแบ่งเป็นรากที่สองของไวรัสโคซายน์ 2 ส่วน